

DEVICE FOR EXPANDING AUDIO FREQUENCY BAND

Patent number: JP2003015695

Publication date: 2003-01-17

Inventor: MURAKI KENJI; EJIMA NAOKI; IWATA KAZUYA

Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

Classification:

- international: G10L13/00; G10L19/00; H03M3/02; H04R3/04; G10L13/00; G10L19/00; H03M3/02; H04R3/04; (IPC1-7): G10L19/00; G10L13/00; H03M3/02; H04R3/04

- european:

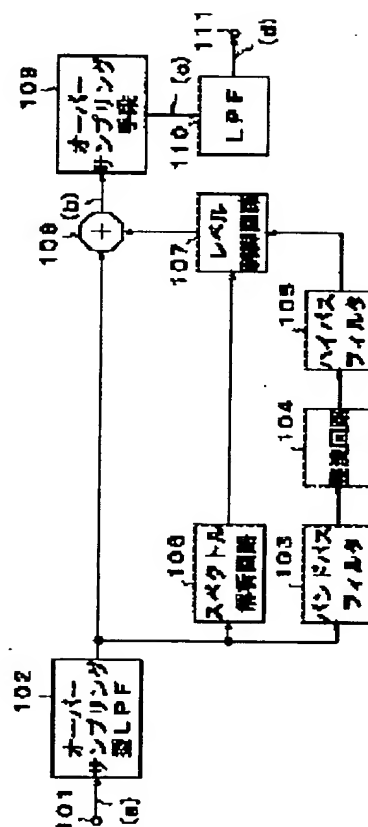
Application number: JP20010204476 20010705

Priority number(s): JP20010204476 20010705

Report a data error here

Abstract of JP2003015695

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve reproduced sound quality by expanding a reproduction frequency band to digital audio signals the high frequency reproducing limit of which is decided by the sampling theorem. **SOLUTION:** Digital audio signals are given to an over-sampling type LPF (low-pass filter) 102 for over-sampling and frequency band limitation. Moreover, a band-pass filter 103, a rectifier circuit 104 and a high-pass filter 105 are used for generating higher harmonics higher than the frequency band of the input signals. A level control circuit 107 performs level control on the basis of the spectral intensity of the high frequency band components of the input signals detected with a spectrum analysis circuit 106, and an adder circuit 108 adds the higher harmonics to the input signal. Next, the over-sampling means 109 performs over-sampling at a still higher sampling frequency, and outputs audio signals of an expanded frequency band through an LPF 110.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開 2003-15695

(P 2003-15695 A)

(43)公開日 平成15年1月17日(2003.1.17)

(51)Int. Cl. ⁷	識別記号	F I		テームト(参考)
G 1 0 L	19/00	H 0 3 M	3/02	5D020
	13/00	H 0 4 R	3/04	5D045
H 0 3 M	3/02	G 1 0 L	9/18	M 5J064
H 0 4 R	3/04		7/02	D

審査請求 未請求 請求項の数 2 2 O L

(全16頁)

(21)出願番号 特願2001-204476(P2001-204476)

(22)出願日 平成13年7月5日(2001.7.5)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 村木 健司

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 江島 直樹

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74)代理人 100084364

弁理士 岡本 宜喜

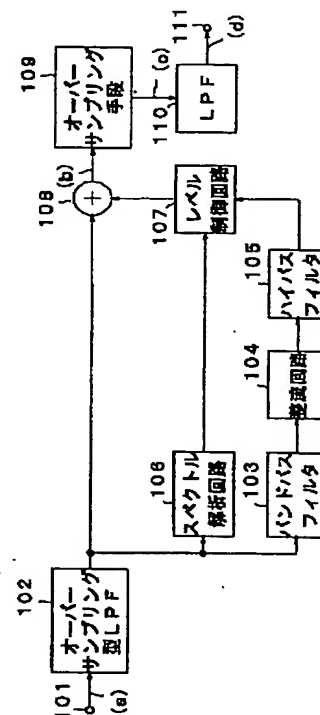
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 オーディオ帯域拡張装置

(57)【要約】

【課題】 サンプリング定理で高域再生上限が決定されているデジタルオーディオ信号に対して、再生帯域を拡大して再生音質の向上を図ること。

【解決手段】 デジタルのオーディオ信号をオーバーサンプリング型LPF 102に与え、オーバーサンプリングと帯域制限を施す。また、バンドパスフィルタ 103、整流回路 104、ハイパスフィルタ 105を用いて入力信号の持つ帯域以上の高調波を発生させる。レベル制御回路 107はスペクトル解析回路 106で検出された入力信号の高域成分のスペクトル強度に基づいてレベル制御を行い、加算回路 108で入力信号に加算する。次に、オーバーサンプリング手段 109は更に高いサンプリング周波数でオーバーサンプリングを行い、LPF 110を通して帯域を拡大したオーディオ信号を出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周波数 $f s 0$ でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 $f s 1$ ($f s 1 > f s 0$) でオーバーサンプリングを行い、 $f s 0 / n$ (n は整数) 以下の帯域 A の成分のみを通過させる第 1 のオーバーサンプリング手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域 A のオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域 A 内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、前記出力信号を歪ませて高調波成分を含むオーディオ信号を出力する非線形手段と、

前記非線形手段の出力信号から前記帯域 A より高域に位置する帯域 B の成分を取り出す高域通過フィルタと、前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記高域通過フィルタの出力レベルを制御して出力するレベル制御手段と、

前記レベル制御手段により制御された前記高域通過フィルタの出力と前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、

前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 $f s 2$ ($f s 2 > f s 1$) でオーバーサンプリングを行う第 2 のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 2】 周波数 $f s 0$ でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 $f s 1$ ($f s 1 > f s 0$) でオーバーサンプリングを行い、 $f s 0 / n$ (n は整数) 以下の帯域 A の成分のみを通過させる第 1 のオーバーサンプリング手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域 A のオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域 A 内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、

前記帯域 A よりも高域に位置する帯域 B 内にディザを生成するディザ生成手段と、

前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記ディザ生成手段の出力レベルを制御して出力するレベル制御手段と、

前記レベル制御手段により制御された前記ディザ生成手段の出力と前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、

前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 $f s 2$ ($f s 2 > f s 1$) でオーバーサンプリングを行う第 2 のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 3】 周波数 $f s 0$ でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 $f s 1$ ($f s 1 > f s 0$) でオーバーサンプリングを行い、 $f s 0 / n$ (n は整数) 以下の帯域 A の成分のみを通過させる第 1 のオーバ

ーサンプリング手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域 A のオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域 A 内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、入力信号を歪ませて高調波成分を含むオーディオ信号を出力する非線形手段と、

前記非線形手段の出力信号から前記帯域 A より高域に位置する帯域 B の成分を取り出す高域通過フィルタと、前記帯域 A より高域に位置する帯域 B 内にディザを生成するディザ生成手段と、

前記高域通過フィルタの出力と前記ディザ生成手段の出力とを加算する高域信号加算手段と、

前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記高域信号加算手段の出力レベルを制御して出力するレベル制御手段と、

前記レベル制御手段により制御された前記高域信号加算手段の出力と前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、

前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 $f s 2$ ($f s 2 > f s 1$) でオーバーサンプリングを行う第 2 のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 4】 前記第 1 のオーバーサンプリング手段は、

そのサンプリング周波数 $f s 1$ が入力オーディオ信号のサンプリング周波数 $f s 0$ の 2 倍以上の値を有し、オーバーサンプリング処理による折り返し成分を除去して出力することを特徴とする請求項 1～3 の何れか 1 項記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 5】 前記非線形手段及び前記高域通過フィルタにおける演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きくすることを特徴とする請求項 1 又は 3 記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 6】 前記ディザ生成手段における演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きくすることを特徴とする請求項 2 又は 3 記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 7】 前記非線形手段及び前記高域通過フィルタにおける演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きく、

前記出力信号加算手段は、前記入力オーディオ信号の語長の $L S B$ 幅と略同じ振幅の帯域拡張信号を前記第 1 のオーバーサンプリング手段の出力に対して加算することを特徴とする請求項 1 又は 3 記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項 8】 前記ディザ生成手段における演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きく、前記出力信号加算手段は、前記入力オーディオ信号の語

長のLSB幅と略同じ振幅の帯域拡張信号を前記第1のオーバーサンプリング手段の出力に対して加算することを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項9】 前記非線形手段は、正負両側に変化する信号の基準レベルに対して片側のみ取り出すハーフクリップ手段、又は片側の振幅を反対側に折り返す絶対値化手段の何れかを非線形処理として用いることを特徴とする請求項1又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項10】 前記スペクトル解析手段は、入力オーディオ信号が単一スペクトルの信号か、複数のスペクトルの信号かを解析することを特徴とする請求項1～3の何れか1項記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項11】 前記ディザ生成手段は、所定の振幅内で確率密度が三角分布となるダイヤモンドディザ生成手段であることを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項12】 前記ダイヤモンドディザ生成手段は、互いに独立な2つのPN系列生成手段PAの出力とPN系列生成手段PBの出力とを加算するものであることを特徴とする請求項11記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項13】 前記ダイヤモンドディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPAと部分要素PPBとを加算するものであることを特徴とする請求項11記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項14】 前記ディザ生成手段は、所定の振幅内で確率密度が釣鐘型分布となるベル型ディザ生成手段であることを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項15】 前記ベル型ディザ生成手段は、互いに独立な3つのPN系列生成手段PA、PN系列生成手段PB、PN系列生成手段PCの各出力を加算するものであることを特徴とする請求項14記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項16】 前記ベル型ディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPAと部分要素PPBと部分要素PPCとを加算するものであることを特徴とする請求項14記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項17】 前記ディザ生成手段は、前記帯域Bのスペクトル分布が $1/f$ 特性となるディザを出力するものであることを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項18】 前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果により、単一スペクトルのみが存在すると判定された場合は、前記ディザ生成手段の出力レベルをゼロにし、複数のスペクトルが存在すると判定された場合には、前記帯域Aの最も高域の

スペクトルに前記帯域Bのディザのスペクトル高が連続するように出力レベルを制御することを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項19】 前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果により、複数のスペクトルが存在すると判定された場合には、スペクトル包絡線の傾斜に基づいて前記帯域Aと前記帯域Bの間でディザが連続するようにディザレベルを制御することを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項20】 前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果より、前記帯域Aの信号がゼロと判定された場合は、ディザレベルをゼロにミュートすることを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項21】 前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析出力を所定の平滑フィルタを用いて平滑化し、ディザレベルの変動を緩慢にすることを特徴とする請求項2又は3記載のオーディオ帯域拡張装置。

【請求項22】 前記平滑フィルタは、アタック特性とリリース特性を夫々制御するものであることを特徴とする請求項21記載のオーディオ帯域拡張装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、オーディオ機器におけるオーディオ信号の再生音、特に高音域の再生音質の向上を図り、人間の耳に快適なオーディオ信号を再生できるオーディオ帯域拡張装置に関するものであり、特にデジタルオーディオデータをデジタル領域で処理するオーディオ帯域拡張技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】自然界には100kHz以上に及ぶ周波数帯域を持つ音がある。また、人間の可聴上限周波数は20kHzであると言われていたが、20kHz以上の音を知覚していることが近年の研究でわかってきた。ところが、デジタルオーディオでは、サンプリング定理で高域再生上限が決定されている。コンパクトディスク（以下、CDという）の場合は22.05kHzが上限である。CDでは、この高域再生限界以上の帯域成分を削除してしまい、聴感上不自然な感じがする場合がある。このため、高域再生上限以上の成分を付加する技術が提案されている。

【0003】デジタルオーディオ信号に対して、再生周波数帯の高音域上限か、又は可聴周波数帯の高音域上限を越える周波数のスペクトルを持つ信号を付加する技術として、特願平11-36685号に記載のオーディオ帯域拡張方法及び装置がある。

【0004】図8は上記の機能を持つ従来のオーディオ

帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子801、デジタルオーバーサンプリング型ローパスフィルタ（オーバーサンプリング型LPF）802、バンドパスフィルタ803、整流回路804、ハイパスフィルタ805、スペクトル解析回路806、レベル制御回路807、加算回路808、出力端子809を含んで構成される。

【0005】このような構成の従来のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子801を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f_{s0}=44.1\text{kHz}$ 、語長16ビットの信号である。図9（a）は入力端子801における信号スペクトルの一例である。

【0006】オーバーサンプリング型LPF802は、入力端子801を介して入力された信号のサンプリング周波数 f_{s0} を p 倍し（ p は2以上の数）、且つ不要な帯域、すなわち入力信号のサンプリング周波数 f_{s0} の $1/2$ 以上の帯域を60dB以上減衰させる。図9

（b）はオーバーサンプリング型LPF802の出力スペクトルの一例である。この例では $p=4$ 、即ちオーバーサンプリング型LPF802のサンプリング周波数 f_{s2} を $4f_{s0}$ としている。

【0007】次に、バンドパスフィルタ803はオーバーサンプリング型LPF802の出力帯域を制限する。即ち、バンドパスフィルタ803は、 $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ の帯域を持つ信号を出力する。そして、整流回路804はバンドパスフィルタ803の出力を半波又は両波整流することで、入力信号の高調波を発生させる。そして、ハイパスフィルタ805は、整流回路804の出力の低域成分を遮断し、 $f_{s0}/2$ 以上のスペクトルを持つ信号を出力する。

【0008】一方、スペクトル解析回路806は、オーバーサンプリング型LPF802の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ のスペクトル強度を検出する。そして、レベル制御回路807は、スペクトル解析回路806の出力に応じてハイパスフィルタ805の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、ハイパスフィルタ805の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする。図9（c）はレベル制御回路807の出力スペクトルの一例である。

【0009】そして、加算回路808は、オーバーサンプリング型LPF802の出力とレベル制御回路807の出力とを加算し、加算信号を出力端子809を介して出力する。図9（d）は出力端子809における信号スペクトルを示す。

【0010】このように、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つ高調波を発生させ、入力信号の高域スペ

クトル強度に応じて、高調波成分を入力信号に付加することで、オーディオ帯域を拡張することができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記従来の構成では、オーバーサンプリング型LPF802のオーバーサンプル比 p に応じて、それ以後の処理量が増大するという問題点を有していた。即ち、 p が2の場合の処理量が $a\text{MIPS}$ であるとする、上記の従来例のように p が4になると、図8のスペクトル解析回路80

6、バンドパスフィルタ803、整流回路804、ハイパスフィルタ805、レベル制御回路807の処理量も約 $2a\text{MIPS}$ に増加してしまう。

【0012】本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたものであって、オーバーサンプル比 p が大きい場合でも、処理量の増加を抑止できるオーディオ帯域拡張装置を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】本願の請求項1の発明は、周波数 f_{s0} でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 f_{s1} （ $f_{s1} > f_{s0}$ ）でオーバーサンプリングを行い、 f_{s0}/n （ n は整数）以下の帯域Aの成分のみを通過させる第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域Aのオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域A内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、前記出力信号を歪ませて高調波成分を含むオーディオ信号を出力する非線形手段と、前記非線形手段の出力信号から前記帯域Aより高域に位置する帯域Bの成分を取り出す高域通過フィルタと、前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記高域通過フィルタの出力レベルを制御して出力するレベル制御手段と、前記レベル制御手段により制御された前記高域通過フィルタの出力と前記第1のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 f_{s2} （ $f_{s2} > f_{s1}$ ）でオーバーサンプリングを行う第2のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするものである。

【0014】本願の請求項2の発明は、周波数 f_{s0} でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 f_{s1} （ $f_{s1} > f_{s0}$ ）でオーバーサンプリングを行い、 f_{s0}/n （ n は整数）以下の帯域Aの成分のみを通過させる第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域Aのオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域A内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、前記帯域Aよりも高域に位置する帯域B内にディザを生成するディザ生成手段と、前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記ディザ生成手段の出力レベル

を制御して出力するレベル制御手段と、前記レベル制御手段により制御された前記ディザ生成手段の出力と前記第1のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 f_{s2} ($f_{s2} > f_{s1}$)でオーバーサンプリングを行う第2のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするものである。

【0015】本願の請求項3の発明は、周波数 f_{s0} でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 f_{s1} ($f_{s1} > f_{s0}$)でオーバーサンプリングを行い、 f_{s0}/n (n は整数)以下の帯域Aの成分のみを通過させる第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、帯域Aのオーディオ信号を所定の時間 T 毎に区切り、前記帯域A内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段の出力信号を入力し、入力信号を歪ませて高調波成分を含むオーディオ信号を出力する非線形手段と、前記非線形手段の出力信号から前記帯域Aより高域に位置する帯域Bの成分を取り出す高域通過フィルタと、前記帯域Aより高域に位置する帯域B内にディザを生成するディザ生成手段と、前記高域通過フィルタの出力と前記ディザ生成手段の出力とを加算する高域信号加算手段と、前記スペクトル解析手段の解析結果に応じて、前記高域信号加算手段の出力レベルを制御して出力するレベル制御手段と、前記レベル制御手段により制御された前記高域信号加算手段の出力と前記第1のオーバーサンプリング手段の出力とを加算する出力信号加算手段と、前記出力信号加算手段から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 f_{s2} ($f_{s2} > f_{s1}$)でオーバーサンプリングを行う第2のオーバーサンプリング手段と、を具備することを特徴とするものである。

【0016】本願の請求項4の発明は、請求項1～3の何れか1項のオーディオ帯域拡張装置において、前記第1のオーバーサンプリング手段は、そのサンプリング周波数 f_{s1} が入力オーディオ信号のサンプリング周波数 f_{s0} の2倍以上の値を有し、オーバーサンプリング処理による折り返し成分を除去して出力することを特徴とするものである。

【0017】本願の請求項5の発明は、請求項1又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記非線形手段及び前記高域通過フィルタにおける演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きくすることを特徴とするものである。

【0018】本願の請求項6の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記ディザ生成手段における演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きくすることを特徴とするものである。

【0019】本願の請求項7の発明は、請求項1又は3

のオーディオ帯域拡張装置において、前記非線形手段及び前記高域通過フィルタにおける演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きく、前記出力信号加算手段は、前記入力オーディオ信号の語長のLSB幅と略同じ振幅の帯域拡張信号を前記第1のオーバーサンプリング手段の出力に対して加算することを特徴とするものである。

【0020】本願の請求項8の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記ディザ生成手段における演算語長とその出力は、入力オーディオ信号の語長より大きく、前記出力信号加算手段は、前記入力オーディオ信号の語長のLSB幅と略同じ振幅の帯域拡張信号を前記第1のオーバーサンプリング手段の出力に対して加算することを特徴とするものである。

【0021】本願の請求項9の発明は、請求項1又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記非線形手段は、正負両側に变化する信号の基準レベルに対して片側のみ取り出すハーフクリップ手段、又は片側の振幅を反対側に折り返す絶対値化手段の何れかを非線形処理として用いることを特徴とするものである。

【0022】本願の請求項10の発明は、請求項1～3の何れか1項のオーディオ帯域拡張装置において、前記スペクトル解析手段は、入力オーディオ信号が単一スペクトルの信号か、複数のスペクトルの信号かを解析することを特徴とするものである。

【0023】本願の請求項11の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記ディザ生成手段は、所定の振幅内で確率密度が三角分布となるダイヤモンドディザ生成手段であることを特徴とするものである。

【0024】本願の請求項12の発明は、請求項11のオーディオ帯域拡張装置において、前記ダイヤモンドディザ生成手段は、互いに独立な2つのPN系列生成手段PAの出力とPN系列生成手段PBの出力とを加算することを特徴とするものである。

【0025】本願の請求項13の発明は、請求項11のオーディオ帯域拡張装置において、前記ダイヤモンドディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPAと部分要素PPBとを加算することを特徴とするものである。

【0026】本願の請求項14の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記ディザ生成手段は、所定の振幅内で確率密度が釣鐘型分布となるベル型ディザ生成手段であることを特徴とするものである。

【0027】本願の請求項15の発明は、請求項14のオーディオ帯域拡張装置において、前記ベル型ディザ生成手段は、互いに独立な3つのPN系列生成手段PA、PN系列生成手段PB、PN系列生成手段PCの各出力を加算することを特徴とするものである。

【0028】本願の請求項16の発明は、請求項14のオーディオ帯域拡張装置において、前記ベル型ディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPAと部分要素PPBと部分要素PPCとを加算することを特徴とするものである。

【0029】本願の請求項17の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記ディザ生成手段は、前記帯域Bのスペクトル分布が $1/f$ 特性となるディザを出力することを特徴とするものである。

【0030】本願の請求項18の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果により、単一スペクトルのみが存在すると判定された場合は、前記ディザ生成手段の出力レベルをゼロにし、複数のスペクトルが存在すると判定された場合には、前記帯域Aの最も高域のスペクトルに前記帯域Bのディザのスペクトル高が連続するように出力レベルを制御することを特徴とするものである。

【0031】本願の請求項19の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果により、複数のスペクトルが存在すると判定された場合には、スペクトル包絡線の傾斜に基づいて前記帯域Aと前記帯域Bの間でディザが連続するようにディザレベルを制御することを特徴とするものである。

【0032】本願の請求項20の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析結果より、前記帯域Aの信号がゼロと判定された場合は、ディザレベルをゼロにミュートすることを特徴とするものである。

【0033】本願の請求項21の発明は、請求項2又は3のオーディオ帯域拡張装置において、前記レベル制御手段は、前記スペクトル解析手段の解析出力を所定の平滑フィルタを用いて平滑化し、ディザレベルの変動を緩慢にすることを特徴とするものである。

【0034】本願の請求項22の発明は、請求項21のオーディオ帯域拡張装置において、前記平滑フィルタは、アタック特性とリリース特性を夫々制御することを特徴とするものである。

【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明の各実施の形態におけるオーディオ帯域拡張装置について、図面を参照しながら説明する。

（実施の形態1）図1は本発明の実施の形態1におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子101、オーバーサンプリング型デジタルローパスフィルタ（オーバーサンプリング型LPF）102、バンドパスフィルタ103、整流回路104、ハイパスフィルタ105、スペクトル解析回路106、レベル制御回路107、加算回路

108、オーバーサンプリング手段109、ローパスフィルタ（LPF）110、出力端子111を含んで構成される。

【0036】オーバーサンプリング型LPF102は、周波数 f_{s0} でサンプリングされたオーディオ信号を入力し、周波数 f_{s1} （ $f_{s1} > f_{s0}$ ）でオーバーサンプリングを行い、 f_{s0}/n （ n は整数）以下の帯域Aの成分のみを通過させる第1のオーバーサンプリング手段である。

【0037】スペクトル解析回路106は、オーバーサンプリング型LPF102の出力信号を入力し、帯域Aのオーディオ信号を所定の時間T毎に区切り、帯域A内のスペクトルを解析するスペクトル解析手段である。

【0038】バンドパスフィルタ103及び整流回路104は非線形手段の機能を有する。即ち、オーバーサンプリング型LPF102の出力信号を入力し、出力信号を歪ませて高調波成分を含むオーディオ信号を出力する。ハイパスフィルタ105は、非線形手段の出力信号から帯域Aより高域に位置する帯域Bの成分を取り出す高域通過フィルタである。

【0039】レベル制御回路107は、スペクトル解析回路106の解析結果に応じて、ハイパスフィルタ105の出力レベルを制御して出力するレベル制御手段である。加算回路108は、レベル制御回路107により制御されたハイパスフィルタ105の出力と、オーバーサンプリング型LPF102の出力とを加算する出力信号加算手段である。

【0040】オーバーサンプリング手段109は、加算回路108から出力されたオーディオ信号に対して、周波数 f_{s2} （ $f_{s2} > f_{s1}$ ）でオーバーサンプリングを行う第2のオーバーサンプリング手段である。

【0041】このような構成のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子101を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f_{s0} = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号である。図2（a）にこのスペクトルの一例を示す。ナイキストサンプリング定理により、 $f_{s0}/2$ を中心軸としてそのスペクトルが左右対称になっている。

【0042】オーバーサンプリング型LPF102は、入力端子101を介して入力された信号のサンプリング周波数を p 倍（ p は正の数）し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここでは従来例の $p=4$ と異なり、 $p=2$ としている。このオーバーサンプリング型LPF102は入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を、そのLPF機能により60dB以上減衰させるものとする。

【0043】次に、バンドパスフィルタ103はオーバーサンプリング型LPF102の出力帯域を制限する。入力信号のサンプリング周波数を f_{s0} とすれば、バン

ドパスフィルタ103は、 $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ の帯域を持つ信号を出力する。そして、整流回路104はバンドパスフィルタ103の出力を半波又は両波整流することで、入力信号の高調波成分を発生させる。ハイパスフィルタ105は、整流回路104の出力の低域成分を遮断し、 $f_{s0}/2$ 以上のスペクトルを持つ信号を出力する。

【0044】一方、スペクトル解析回路106は、オーバーサンプリング型LPF102の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ のスペクトル強度を検出する。そして、レベル制御回路107は、スペクトル解析回路106の出力（解析結果）に応じてハイパスフィルタ105の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f_{s0}/4 \sim f_{s0}/2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、ハイパスフィルタ105の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする。

【0045】そして、加算回路108は、オーバーサンプリング型LPF102の出力とレベル制御回路107の出力とを加算する。ここで加算された信号スペクトルの1例を図2(b)に示す。A1とA2の部分がオーバーサンプリング型LPF102の出力成分であり、B1とB2の部分がレベル制御回路107から出力された成分である。

【0046】オーバーサンプリング手段109は、加算回路108の出力信号を更に周波数 $f_{s2} = 2f_{s1}$ でオーバーサンプリングする。図2(c)にオーバーサンプリング手段109の出力信号スペクトルの一例を示す。これは f_{s1} に対して2倍のオーバーサンプリングの例である。図2(c)において、 $0 \sim f_{s1}/2$ までの帯域は加算回路108の出力信号そのものであるが、 $f_{s1}/2 \sim f_{s2}/2$ までの帯域は $0 \sim f_{s1}/2$ の帯域の折り返しになる。ここで、 $f_{s1}/2$ におけるスペクトルは連続した値をとる。このようにして、 $f_{s1}/2$ 以上の帯域に対してもスペクトル強度が連続した高調波成分が得られる。

【0047】ローパスフィルタ110では、 $f_{s1}/2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f_{s1}/2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を、 $f_{s1}/2$ から $f_{s2}/2$ に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ110の出力信号は出力端子111を介して出力される。ローパスフィルタ110の出力信号のスペクトルの一例を図2(d)に示す。ここでは f_{s2} を中心とするイメージ成分も図示されている。

【0048】こうして入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つ高調波を発生させ、入力信号の高域スペクトル強度に応じて、この発生させた高調波成分を入力信号に付加した後さらにオーバーサンプリングすることで、図2(d)のB1、C1、C2の部分で示すように、オーデ

ィオ帯域を拡張することができる。

【0049】以上のように、本実施の形態によるオーディオ帯域拡張装置は、バンドパスフィルタ、整流回路、ハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上の高調波を発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトル強度に応じてレベルを制御して入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出力するようにしている。

【0050】このため、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 f_{s1} で行った後、周波数 f_{s2} にオーバーサンプリングすることにより、従来例のように直接 f_{s2} で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波を発生することができる。例えば $f_{s1} = 2 \times f_{s0}$ 、 $f_{s2} = 4 \times f_{s0}$ すると、本実施の形態の方法は従来の方法の約 $1/2$ の処理量で帯域拡張が可能である。

【0051】また、信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながらないオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0052】尚、本実施の形態では、バンドパスフィルタ103で入力信号の帯域を制限した後、整流回路104で高調波を発生させた。しかし、バンドパスフィルタ103を通過させないで整流回路104で高調波を発生させても、ハイパスフィルタ105で低域を遮断するため、同様の効果が得られることは言うまでもない。

【0053】（実施の形態2）次に本発明の実施の形態2におけるオーディオ帯域拡張装置について説明する。図3は実施の形態2におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子301、オーバーサンプリング型LPF302、ディザ発生回路303、ハイパスフィルタ304、スペクトル解析回路305、レベル制御回路306、加算回路307、オーバーサンプリング手段308、ローパスフィルタ309、出力端子310を含んで構成される。

【0054】実施の形態1と同一機能を有するブロックは、同一の名称を付け、それらの機能説明は省略する。ディザ発生回路303は帯域Aよりも高域に位置する帯域B内にディザを生成するディザ生成手段である。レベル制御回路306は、スペクトル解析回路305の解析結果に応じて、ハイパスフィルタ304を介して出力されたディザ発生回路303の出力レベルを制御して出力するレベル制御手段である。

【0055】このような構成のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子301を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号

がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f_s = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号である。

【0056】オーバーサンプリング型LPF302は、入力端子301を介して入力された信号のサンプリング周波数を p 倍 (p は正の数) し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここではオーバーサンプリング型LPF302は、入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を60dB以上減衰させるものとする。

【0057】次に、ディザ発生回路303は $0 \sim p f_s / 2$ の帯域でスペクトル強度が均一に分布しているホワイトノイズをディザとして発生する。そして、ハイパスフィルタ304はディザ発生回路303の出力を帯域制限し、 $f_s / 2$ 以上の周波数帯域をもつノイズを出力する。

【0058】一方、スペクトル解析回路305は、オーバーサンプリング型LPF302の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f_s / 4 \sim f_s / 2$ のスペクトル強度を検出する。そしてレベル制御回路306は、スペクトル解析回路305の出力に応じてハイパスフィルタ304の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f_s / 4 \sim f_s / 2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、ハイパスフィルタ304の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする。

【0059】そして、加算回路307は、オーバーサンプリング型LPF302の出力とレベル制御回路306の出力とを加算する。オーバーサンプリング手段308は、加算回路307の出力信号を更に周波数 f_s でオーバーサンプリングする。ローパスフィルタ309は、オーバーサンプリング手段308の出力信号に対して $f_s / 2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f_s / 2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を、 $f_s / 2$ から f_s に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ309の出力信号は出力端子310を介して出力される。

【0060】こうして、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つディザを発生させ、入力信号の高域スペクトル強度に応じてディザを入力信号に付加した後、更にオーバーサンプリングすることで、オーディオ帯域を拡張することができる。

【0061】以上のように、本実施の形態によるオーディオ帯域拡張装置は、ディザ発生回路及びハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上の高周波ディザを発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトルの強度に応じてレベルを制御して入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出力するようにしている。

【0062】このため、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 f_s で行った後、周波数 f_s にオーバー

サンプリングすることにより、従来のように直接周波数 f_s で高調波発生を行う方法に比べて、少ない処理量で高調波を発生することができる。

【0063】また信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることがない。このためコスト増加につながらないオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0064】(実施の形態3) 次に本発明の実施の形態3におけるオーディオ帯域拡張装置について説明する。図4は実施の形態3におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子401、オーバーサンプリング型LPF402、バンドパスフィルタ403、整流回路404、ハイパスフィルタ405、ディザ発生回路406、ハイパスフィルタ407、加算回路408、スペクトル解析回路409、レベル制御回路410、加算回路411、オーバーサンプリング手段412、ローパスフィルタ413、出力端子414を含んで構成される。

【0065】実施の形態1又は2と同一機能を有するブロックは、同一の名称を付け、それらの機能説明は省略する。ディザ発生回路406は帯域Aより高域に位置する帯域B内にディザを生成するディザ生成手段である。加算回路408は、ハイパスフィルタ405の出力信号と、ハイパスフィルタ407を介してディザ発生回路406から出力された信号とを加算する高域信号加算手段である。レベル制御回路410は、スペクトル解析回路409の解析結果に応じて、加算回路408の出力レベルを制御するレベル制御手段である。

【0066】このような構成のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子401を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f_s = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号である。

【0067】オーバーサンプリング型LPF402は、入力端子401を介して入力されたオーディオ信号のサンプリング周波数を p 倍 (p は正の数) し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここではオーバーサンプリング型LPF402は、入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を60dB以上減衰させるものとする。

【0068】次に、バンドパスフィルタ403はオーバーサンプリング型LPF402の出力帯域を制限する。入力信号のサンプリング周波数を f_s とすれば、バンドパスフィルタ403は、 $f_s / 4 \sim f_s / 2$ の帯域を持つ信号を出力する。そして、整流回路404はバンドパスフィルタ403の出力を半波又は両波整流する

ことで、入力信号の高調波を発生させる。ハイパスフィルタ405は、整流回路404の出力の低域成分を遮断し、 $f s 0 / 2$ 以上のスペクトルを持つ信号を出力する。

【0069】次に、ディザ発生回路406は $0 \sim p f s / 2$ の帯域でスペクトル強度が均一に分布しているホワイトノイズを発生する。そして、ハイパスフィルタ407はディザ発生回路406の出力を帯域制限し、 $f s 0 / 2$ 以上の周波数帯域をもつノイズを出力する。加算回路408は、ハイパスフィルタ405の出力とハイパスフィルタ407の出力とを加算する。

【0070】一方、スペクトル解析回路409は、オーバーサンプリング型LPF402の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ のスペクトル強度を検出する。レベル制御回路410は、スペクトル解析回路409の出力に応じて加算回路408の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、加算回路408の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする。

【0071】そして、加算回路411は、オーバーサンプリング型LPF402の出力とレベル制御回路410の出力とを加算する。オーバーサンプリング手段412は、加算回路411の出力信号を更に周波数 $f s 2$ でオーバーサンプリングする。ローパスフィルタ413は $f s 1 / 2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f s 1 / 2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を $f s 1 / 2$ から $f s 2 / 2$ に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ413の出力信号は出力端子414を介して出力される。

【0072】このようにして、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つ高調波及びディザを発生させ、入力信号の高域スペクトルの強度に応じてこの高調波成分を入力信号に付加し、更にオーバーサンプリングすることで、オーディオ帯域を拡張することができる。

【0073】以上のように本実施の形態のオーディオ帯域拡張装置は、バンドパスフィルタ、整流回路、ハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上の高調波を発生させ、ディザ発生回路、ハイパスフィルタで入力信号の帯域以上の高周波ディザを発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトル強度に応じてレベルを制御して入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出力するようにしている。

【0074】このため、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 $f s 1$ で行った後、周波数 $f s 2$ でオーバーサンプリングすることにより、従来のように直接周波数 $f s 2$ で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波を発生することができる。

【0075】信号処理がデジタル処理であるため、回

路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながらないオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0076】尚、本実施の形態では、バンドパスフィルタ403で入力信号の帯域を制限した後、整流回路404で高調波を発生させた。しかし、バンドパスフィルタ403を通過させないで整流回路404で高調波を発生させても、ハイパスフィルタ405で低域を遮断するため、同様の効果が得られることは言うまでもない。

【0077】(実施の形態4)次に本発明の実施の形態4におけるオーディオ帯域拡張装置について説明する。図5は実施の形態4におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子501、オーバーサンプリング型LPF502、互いに独立なPN系列ノイズ発生器504、505、506と加算回路507とで構成されたディザ発生回路503、ハイパスフィルタ508、スペクトル解析回路509、レベル制御回路510、加算回路511、オーバーサンプリング手段512、ローパスフィルタ513、出力端子514を含んで構成される。

【0078】実施の形態1～3と同一機能を有するブロックは、同一の名称を付け、それらの機能説明は省略する。尚、ディザ発生回路503は、所定の振幅内で確率密度が三角分布となるダイヤモンドディザ生成手段であってもよい。この場合のダイヤモンドディザ生成手段は、互いに独立な2つのPN系列生成手段PAの出力とPN系列生成手段PBの出力とを加算するものである。またダイヤモンドディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPA及び部分要素PPBを加算するものであってもよい。

【0079】図5に示すディザ発生回路503は、所定の振幅内で確率密度が釣鐘型分布となるベル型ディザ生成手段としている。このベル型ディザ生成手段は、互いに独立な3つのPN系列生成手段PA(PN系列ノイズ発生器504)の出力、PN系列生成手段PB(PN系列ノイズ発生器505)の出力、PN系列生成手段PC(PN系列ノイズ発生器506)の出力を加算するものである。またベル型ディザ生成手段は、1つのPN系列生成手段PPの互いに異なり重なり合わない部分要素PPA、部分要素PPB、部分要素PPCを加算するものであってもよい。

【0080】このような構成のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子501を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f s 0 = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号であ

る。

【0081】オーバーサンプリング型LPF502は、入力端子501を介して入力されたオーディオ信号のサンプリング周波数を p 倍（ p は正の数）し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここではオーバーサンプリング型LPF502は、入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を60dB以上減衰させるものとする。

【0082】次に、互いに独立なPN系列ノイズ発生回路504、505、506は、 $0 \sim p f_s / 2$ の帯域でスペクトル強度が均一に分布するホワイトノイズを発生する。

【0083】そして、加算回路507は、PN系列ノイズ発生回路504、505、506の出力を加算する。加算後のノイズは、スペクトルの確率分布の形状がガウス分布に近い釣り鐘型になり、自然音に近づく。そして、ハイパスフィルタ508はディザ発生回路503の出力を帯域制限し、 $f_s / 2$ 以上の周波数帯域をもつノイズを出力する。

【0084】一方、スペクトル解析回路509は、オーバーサンプリング型LPF502の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f_s / 4 \sim f_s / 2$ のスペクトル強度を検出する。

【0085】そして、レベル制御回路510は、スペクトル解析回路509の出力に応じてハイパスフィルタ508の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f_s / 4 \sim f_s / 2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、ハイパスフィルタ508の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする様に動作する。

【0086】そして、加算回路511は、オーバーサンプリング型LPF502の出力とレベル制御回路510の出力とを加算する。オーバーサンプリング手段512は、加算回路511の出力信号を更に周波数 $f_s / 2$ でオーバーサンプリングする。ローパスフィルタ513は、 $f_s / 2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f_s / 2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を、 $f_s / 2$ から $f_s / 2$ に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ513の出力信号は出力端子514を介して出力される。

【0087】こうして、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つガウス分布型のディザを発生させ、入力信号の高域スペクトル強度に応じて発生させたディザを入力信号に付加し、更にオーバーサンプリングすることで、オーディオ帯域を拡張することができる。

【0088】以上のように本実施の形態のオーディオ帯域拡張装置は、ディザ発生回路及びハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上のガウス分布型高周波ディザを発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトル強度に応じてレベルを制御して入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出

力するようにしている。

【0089】このように、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 $f_s / 2$ で行った後、周波数 $f_s / 2$ にオーバーサンプリングすることにより、従来のように直接周波数 $f_s / 2$ で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波を発生することができる。

【0090】付加された高域成分がガウス分布型ディザであるため、自然界の分布に近くなり、オーディオ帯域を拡張しても特定の音が強調されることのない自然な音質が得られる。また、信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながらないオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0091】尚、本実施の形態のディザ発生回路503は、実施の形態3のディザ発生回路506に適応すると、本実施の形態と同等以上の効果が得られることは言うまでもない。

【0092】（実施の形態5）次に本発明の実施の形態5におけるオーディオ帯域拡張装置について説明する。図6は実施の形態5におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子601、オーバーサンプリング型LPF602、ディザ発生回路603、ハイパスフィルタ604、 $1/f$ 特性フィルタ605、スペクトル解析回路606、レベル制御回路607、加算回路608、オーバーサンプリング手段609、ローパスフィルタ610、出力端子611を含んで構成される。

【0093】このような構成のオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子601を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f_s = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号である。

【0094】オーバーサンプリング型LPF602は、入力端子601を介して入力された信号のサンプリング周波数を p 倍（ p は正の数）し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここではオーバーサンプリング型LPF602は、入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を60dB以上減衰させるものとする。

【0095】次に、ディザ発生回路603は $0 \sim p f_s / 2$ の帯域でスペクトル強度が均一に分布しているホワイトノイズを発生する。そして、ハイパスフィルタ604はディザ発生回路603の出力を帯域制限し、 $f_s / 2$ 以上の周波数帯域をもつノイズを出力する。 $1/f$ 特性フィルタ605は、ハイパスフィルタ604の出力を帯域制限し、 $1/f$ 特性を有するようにノイズを出力

する。

【0096】一方、スペクトル解析回路606は、オーバーサンプリング型ローパスフィルタ602の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ のスペクトル強度を検出する。

【0097】そして、レベル制御回路607は、スペクトル解析回路606の出力に応じて $1/f$ 特性フィルタ605の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、 $1/f$ 特性フィルタ605の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする。そして、加算回路608は、オーバーサンプリング型LPF602の出力とレベル制御回路607の出力とを加算する。

【0098】オーバーサンプリング手段609では、入力信号を更に周波数 $f s 2$ でオーバーサンプリングする。ローパスフィルタ610は、 $f s 1 / 2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f s 1 / 2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を、 $f s 1 / 2$ から $f s 2 / 2$ に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ610の出力信号は出力端子611を介して出力される。

【0099】こうして、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つ $1/f$ 特性のディザを発生させ、入力信号の高域スペクトル強度に応じてこの発生させたディザを入力信号に付加し、更にオーバーサンプリングすることで、オーディオ帯域を拡張することができる。

【0100】以上のように、本実施の形態のオーディオ帯域拡張装置は、ディザ発生回路、ハイパスフィルタ、 $1/f$ 特性フィルタを用いて入力信号の帯域以上の高周波ディザを発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトル強度に応じてレベルを制御して入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出力するようにしている。

【0101】このように、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 $f s 1$ で行った後、周波数 $f s 2$ にオーバーサンプリングすることにより、従来のように直接周波数 $f s 2$ で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波を発生することができる。

【0102】また $1/f$ 特性を持つディザを使用するため、自然界の音に近くなり、オーディオ帯域を拡張しても特定の音が強調されることのない自然な音質が得られる。また、信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながらないオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0103】(実施の形態6)次に本発明の実施の形態

6におけるオーディオ帯域拡張装置について説明する。

図7は実施の形態6におけるオーディオ帯域拡張装置のブロック図である。このオーディオ帯域拡張装置は、入力端子701、オーバーサンプリング型LPF702、バンドパスフィルタ703、整流回路704、ハイパスフィルタ705、ディザ発生回路706、ハイパスフィルタ707、加算回路708、スペクトル解析回路709、レベル制御回路710、スイッチ711、加算回路712、オーバーサンプリング手段713、ローパスフィルタ714、出力端子715を含んで構成される。

【0104】このように構成されたオーディオ帯域拡張装置について、その動作を説明する。入力端子701を通じてデジタルのオーディオ信号が入力される。この信号がCDから再生されたものであれば、サンプリング周波数 $f s 0 = 44.1 \text{ kHz}$ 、語長16ビットの信号である。

【0105】オーバーサンプリング型LPF702は、入力端子701を介して入力された信号のサンプリング周波数を p 倍(p は正の数)し、且つ不要な帯域を減衰させる。ここではオーバーサンプリング型LPF702は、入力信号のサンプリング周波数の2分の1以上の帯域を60dB以上減衰させるものとする。

【0106】次に、バンドパスフィルタ703はオーバーサンプリング型LPF702の出力帯域を制限する。入力信号のサンプリング周波数を $f s 0$ とすれば、バンドパスフィルタ703からは、 $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ の帯域を持つ信号が出力される。そして、整流回路704はバンドパスフィルタ703の出力を半波又は両波整流することで、入力信号の高調波を発生させる。そして、ハイパスフィルタ705は、整流回路704の出力の低域成分を遮断し、 $f s 0 / 2$ 以上のスペクトルを持つ信号を出力する。

【0107】次に、ディザ発生回路706は $0 \sim p f s / 2$ の帯域でスペクトル強度が均一に分布しているホワイトノイズを発生する。そして、ハイパスフィルタ707はディザ発生回路706の出力を帯域制限し、 $f s 0 / 2$ 以上の周波数帯域をもつノイズを出力する。加算回路708は、ハイパスフィルタ705の出力とハイパスフィルタ707の出力とを加算する。

【0108】一方、スペクトル解析回路709は、オーバーサンプリング型LPF702の出力の高域成分のスペクトル強度を検出する。ここでは、 $0 \sim f s 1 / 4$ と $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ のスペクトル強度を検出する。そして、レベル制御回路710は、スペクトル解析回路709の出力に応じて加算回路708の出力レベルを制御する。ここでは、入力信号の $f s 0 / 4 \sim f s 0 / 2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、加算回路708の出力レベルを大きくし、スペクトル強度が小さい場合は出力レベルを小さくする様に動作する。

【0109】スイッチ711はスペクトル解析回路70

9の出力に応じてオンオフする。ここでは、入力信号の $0 \sim f_s/4$ におけるスペクトル強度と、 $f_s/4 \sim f_s/2$ におけるスペクトル強度を比較して、 $0 \sim f_s/4$ のスペクトル強度が所定レベル以上で且つ $f_s/4 \sim f_s/2$ のスペクトル強度が所定レベル以下、或いは $0 \sim f_s/4$ のスペクトル強度が所定レベル以下で且つ $f_s/4 \sim f_s/2$ のスペクトル強度が所定レベル以上であれば、スイッチ711をオフにし、それ以外ではスイッチ711をオンする。

【0110】そして、加算回路712で、オーバーサンプリング型LPF702の出力とスイッチ711の出力とを加算する。オーバーサンプリング手段713では、入力信号を更にオーバーサンプリングする。ローパスフィルタ714では、 $f_s/2$ 以上の成分を減衰させる。これにより、 $f_s/2$ 以上で再びスペクトル強度が増加している信号を、 $f_s/2$ から $f_s/4$ に向けて減少する自然なスペクトルに整形する。ローパスフィルタ714の出力信号は出力端子715を介して出力される。

【0111】このように、入力信号の持つ帯域以上のスペクトルを持つ高調波及びディザを発生させ、入力信号の高域スペクトル強度に応じて高調波成分を入力信号に付加し、更にオーバーサンプリングすることで、オーディオ帯域を拡張することができる。更に、正弦波のように単一のスペクトルを持つ信号が入力された場合、スイッチ711がオフし、信号が劣化しないようにしている。

【0112】以上のように、本実施の形態のオーディオ帯域拡張装置は、バンドパスフィルタ、整流回路、ハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上の高調波を発生させ、またディザ発生回路及びハイパスフィルタを用いて入力信号の帯域以上の高周波ディザを発生させ、スペクトル解析回路及びレベル制御回路で入力信号の高域スペクトル強度に応じてレベルをミュートして入力信号に加算し、更にオーバーサンプリングして出力するようにしている。

【0113】このため、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 $f_s/2$ で行った後、周波数 $f_s/4$ でオーバーサンプリングすることにより、従来のように直接周波数 $f_s/4$ で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波を発生することができる。

【0114】そのため、単一のスペクトルを有する正弦波が入力された場合は、オーディオ帯域拡張機能を停止して信号劣化が発生しないようにしている。また、信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性により性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。更に、フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながるオーディオ帯域拡張装置を実現できる。

【0115】尚、本実施の形態では、バンドパスフィルタ703で入力信号の帯域を制限した後整流回路704で高調波を発生させたが、バンドパスフィルタ703を通過させないで整流回路704で高調波を発生させてもよい。この場合、ハイパスフィルタ705で低域を遮断するため、同様の効果が得られることは言うまでもない。

【0116】尚、以上の実施の形態において、レベル制御回路の入力部に平滑フィルタを設け、スペクトル解析回路から得られる解析結果を時間的に平滑化するようにしてもよい。こうすると、レベル制御回路の出力レベルの変動を緩慢にすることができる。また上記の平滑フィルタは、アタック特性とリリース特性を夫々制御できるものでもよい。

【0117】またバンドパスフィルタ及び整流回路による非線形手段と、ディザ発生回路と、ハイパスフィルタとは、その演算語長をオーバーサンプリング型LPFの語長より大きくし、オーバーサンプリング型LPFの語長のLSB幅に略同じ振幅の信号成分を加算するように処理してもよい。例えばオーバーサンプリング型LPFから出力されるオーディオ信号の語長を16ビットとすると、この信号のLSB、即ち最下位ビットの16ビット目とほぼ同じ振幅になるよう、これより下位に4ビットのノイズ（ディザ信号）を加算するようにする。

【0118】

【発明の効果】以上のような発明によれば、多くの処理量を要する高調波発生を周波数 $f_s/2$ で行った後、周波数 $f_s/4$ でオーバーサンプリングすることにより、従来のように直接周波数 $f_s/4$ で高調波発生を行う方法に比べ、少ない処理量で高調波成分を発生することができるという効果がある。

【0119】さらに、単一のスペクトルを有するオーディオ信号が入力された場合、オーディオ帯域の拡張機能を停止することにより、信号劣化を抑えることができる。また、信号処理がデジタル処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性による性能ばらつきが発生しない効果が得られる。

【0120】また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することがない効果が得られる。更に、各フィルタの精度追求を行っても、アナログの回路構成と比較して回路規模が大きくなることもない。このためコスト増加につながらない装置が得られる。

【0121】また、自然音に近い $1/f$ 特性のガウス分布型ディザを用いるため、オーディオ帯域拡張しても、特定の帯域が強調されることのない自然な音質となる効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図2】実施の形態1によるオーディオ帯域拡張装置の

動作を示す周波数スペクトル図である。

【図3】本発明の実施の形態2におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の実施の形態3におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の実施の形態4におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の実施の形態5におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明の実施の形態6におけるオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図8】従来例のオーディオ帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

【図9】従来例のオーディオ帯域拡張装置の動作を示す周波数スペクトル図である。

【符号の説明】

101, 301, 401, 501, 601, 701 入力端子

102, 302, 402, 502, 602, 702 オーバーサンプリング型デジタルローパスフィルタ (オーバーサンプリング型LPF)

103, 403, 703 バンドパスフィルタ

104, 404, 704 整流回路

105, 304, 405, 407, 508, 604, 705, 707 ハイパスフィルタ

106, 305, 409, 509, 606, 709 スペクトル解析回路

107, 306, 410, 510, 607, 710 レベル制御回路

108, 307, 408, 411, 511, 608, 708, 712 加算回路

109, 308, 412, 512, 609, 713 オーバーサンプリング手段

110, 309, 413, 513, 610, 714 ローパスフィルタ

111, 310, 414, 514, 611 出力端子

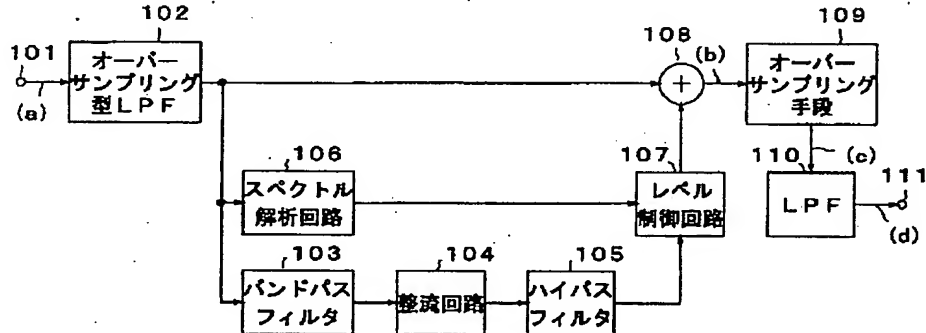
303, 406, 503, 603, 706 ディザ発生回路

504, 505, 506 PN系列ノイズ発生器

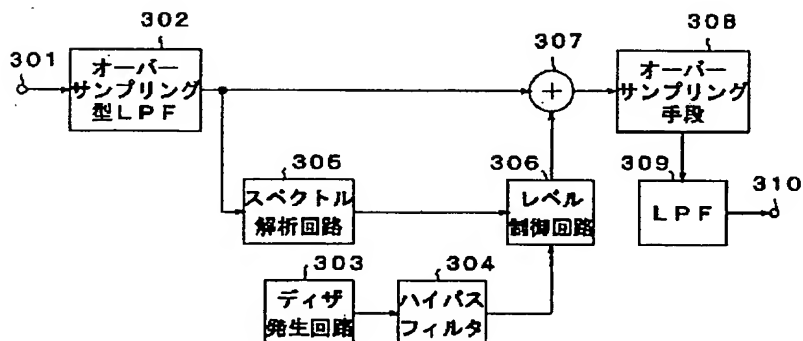
605 1/f特性フィルタ

711 スイッチ

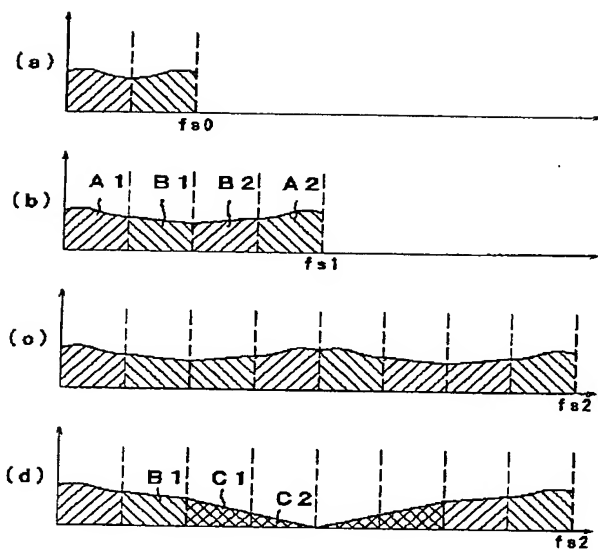
【図1】



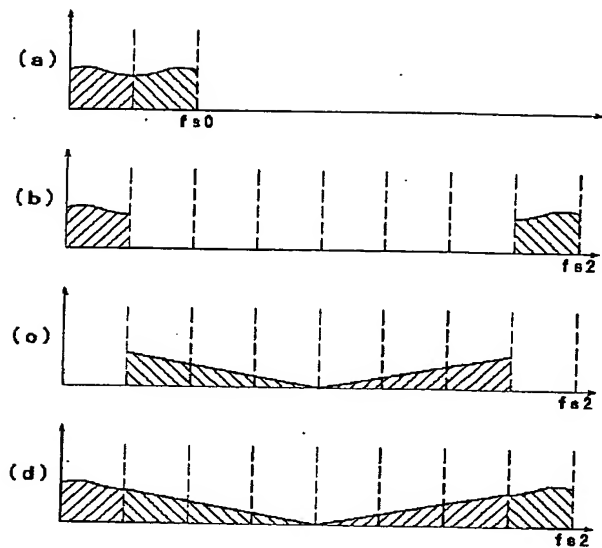
【図3】



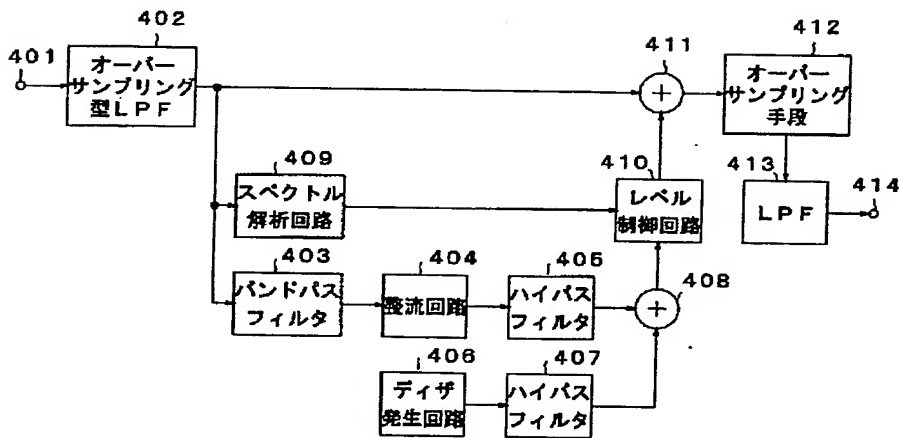
【図2】



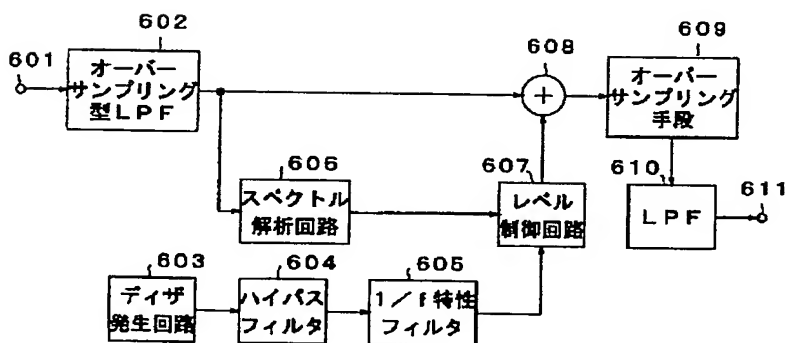
【図9】



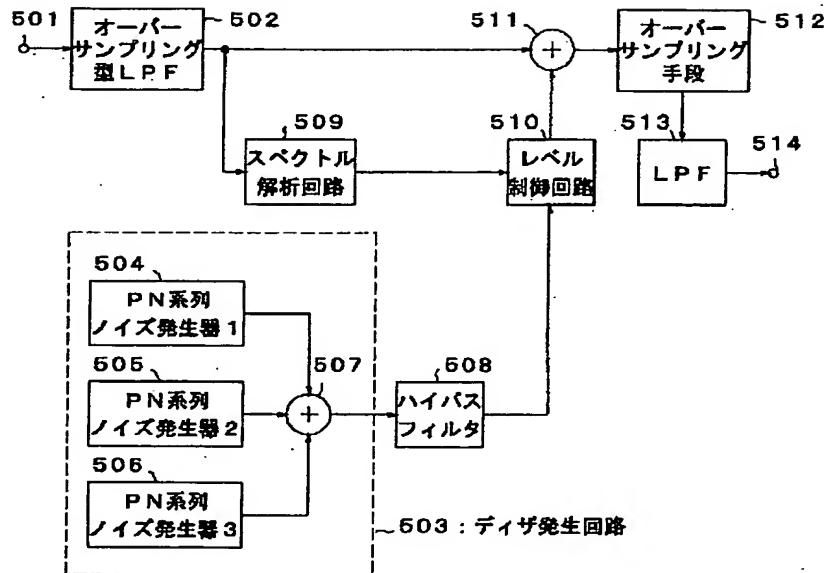
【図4】



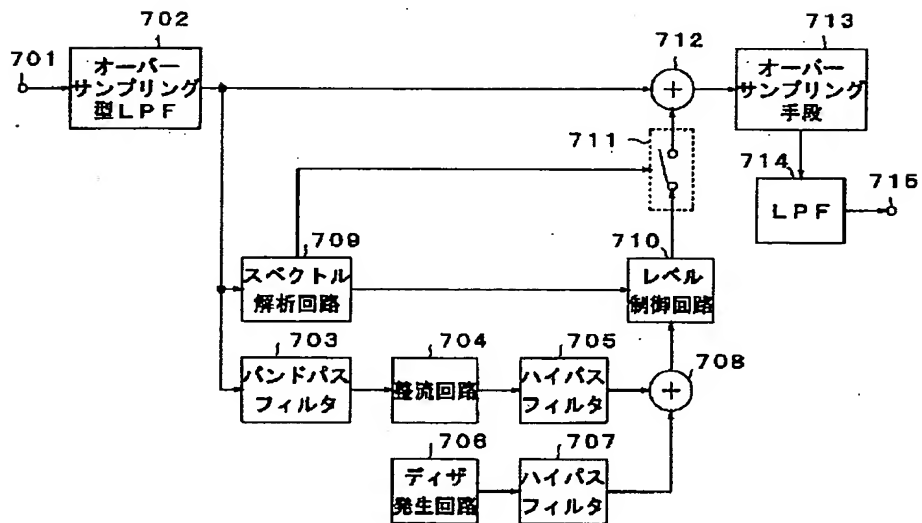
【図6】



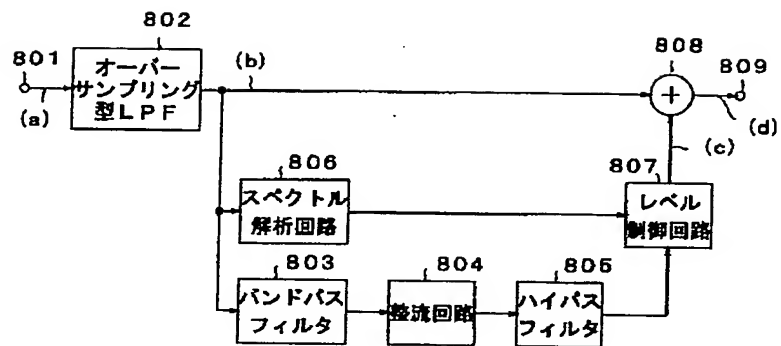
【図5】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 岩田 和也
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

Fターム(参考) 5D020 CE03
5D045 DA20
5J064 AA01 BA06 BB07 BC08 BC12
BC18 BD02